

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-143799

(43)Date of publication of application : 02.06.1995

(51)Int.Cl.

H02P 21/00

H02P 7/63

(21)Application number : 05-177272

(71)Applicant : TAKAHASHI ISAO
SANKEN ELECTRIC CO LTD

(22)Date of filing : 23.06.1993

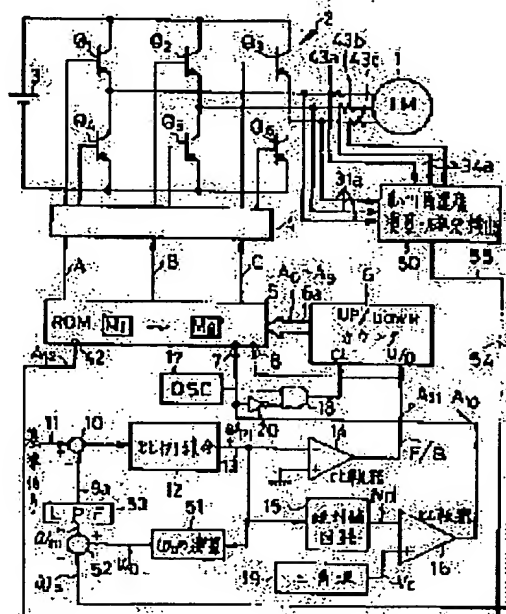
(72)Inventor : TAKAHASHI ISAO
UEMACHI TOSHIYUKI

(54) SECONDARY RESISTANCE DETECTOR FOR INDUCTION MOTOR

(57)Abstract:

PURPOSE: To determine the secondary resistance of a motor being employed in the estimation of rotational speed every moment by estimating the rotational speed easily and accurately.

CONSTITUTION: The secondary resistance detector comprises a three-phase inverter 2, a motor 1, a speed estimating means, a ROM, and a ROM control circuit. The inverter 2 is controlled in response to a voltage vector data read out from the ROM 5. The estimated angular speed ω_m of the motor is determined by subtracting a slip angular speed ω_s from the angular frequency ω_0 of the inverter. The secondary resistance required for determination of estimated angular speed is not fixed but determined every moment based on the output voltage and current from the inverter.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 20.08.1999

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 26.03.2003

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

BEST AVAILABLE COPY

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-143799

(43) 公開日 平成7年(1995)6月2日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 P 21/00 7/63	3 0 2 D	9178-5H 9178-5H	H 0 2 P 5/ 408	D

審査請求 未請求 請求項の数2 F D (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願平5-177272

(22) 出願日 平成5年(1993)6月23日

特許法第30条第1項適用申請有り 平成5年3月10日
電気学会全国大会委員会発行の「平成5年電気学会全国
大会講演論文集」に発表

(71) 出願人 000168850

高橋 勲

新潟県長岡市北山町4丁目463番地

(71) 出願人 000106276

サンケン電気株式会社

埼玉県新座市北野3丁目6番3号

(72) 発明者 高橋 勲

新潟県長岡市北山町四丁目463番地

(72) 発明者 上町 俊幸

新潟県長岡市下山丁5-116第3長谷ハイ
ツ

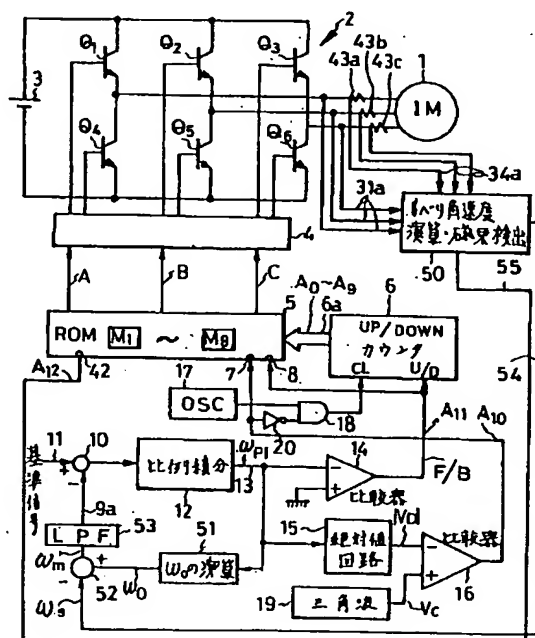
(74) 代理人 弁理士 高野 則次

(54) 【発明の名称】 誘導電動機の二次抵抗検出装置

(57) 【要約】

【目的】 インバータでモータの回転速度を制御する際にモータの回転速度をセンサを使用しないで推定する方法において、回転速度の推定を簡単且つ正確に行う。回転速度の推定に使用するモータの二次抵抗を刻々と求める。

【構成】 三相インバータ2と、モータ1と、速度推定手段と、ROM5と、ROM制御回路とを有する。インバータ2はROM5から読み出された電圧ベクトルデータに対応して制御される。モータの推定角速度 ω_m をインバータ角周波数 ω_0 からすべり角速度 ω_s を減算することによって求める。推定角速度を求める時に必要な二次抵抗を固定値とせず、インバータの出力電圧、出力電流に基づいて刻々と求める。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 三相PWMインバータで駆動される三相誘導電動機の二次巻線抵抗を検出する方法であって、前記三相PWMインバータの三相出力電圧瞬時値 (V_{1a} 、 V_{1b} 、 V_{1c}) 及び三相出力電流瞬時値 (I_{1a} 、 I_{1b} 、 I_{1c}) を検出し、前記三相出力電圧瞬時値 (V_{1a} 、 V_{1b} 、 V_{1c}) を二相出力電圧瞬時値 (V_{1d} 、 V_{1q}) に変換し、前記三相出力電流瞬時値 (I_{1a} 、 I_{1b} 、 I_{1c}) を二相出力電流瞬時値 (I_{1d} 、 I_{1q}) に変換し、

* 10

$$R_2 = \{-M\phi_{2d}p\phi_{2d} - M\phi_{2q}p\phi_{2q}\} / \{(\phi_{1d} - L_{11}I_{1d})\phi_{2d} + (\phi_{1q} - L_{11}I_{1q})\phi_{2q}\}$$

(ここで、Mは誘導電動機の一次巻線と二次巻線の相互インダクタンス、 L_{11} 及び L_{22} は一次及び二次巻線の自己インダクタンス、 p は d/dt を示す微分演算子である。)の式に従って行うことを特徴とする請求項1記載の誘導電動機の二次抵抗検出方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明はPWMインバータによって誘導電動機を駆動する装置において誘導電動機の回転速度を速度センサを使用しないで検出する時に必要になる誘導電動機の二次巻線の抵抗を刻々と検出するための方法に関する。

【0002】

【従来の技術】本件特許出願人は特願平5-100416号によって速度センサを使用しないで誘導電動機の回転速度を推定して速度制御を行う方式を提案した。この方式で回転速度を推定するために誘導電動機の二次巻線の抵抗値が必要になる。二次巻線の抵抗値は予め測定可能であるので、前述の方式では回路定数を使用した。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかし、二次巻線の抵抗値は、温度によって変化するので固定の値を使用すると正確な回転速度の推定が不可能になる。

【0004】そこで、本発明の目的は誘導電動機の二次巻線の抵抗値を比較的簡単に刻々と検出することができる方法を提供することにある。

【0005】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するための本発明は、三相PWMインバータで駆動される三相誘導電動機の二次巻線抵抗を検出する方法であって、前記三相PWMインバータの三相出力電圧瞬時値 (V_{1a} 、 V_{1b} 、 V_{1c}) 及び三相出力電流瞬時値 (I_{1a} 、 I_{1b} 、 I_{1c}) を検出し、前記三相出力電圧瞬時値 (V_{1a} 、 V_{1b} 、 V_{1c}) を二相出力電圧瞬時値 (V_{1d} 、 V_{1q}) に変換し、前記三相出力電流瞬時値 (I_{1a} 、 I_{1b} 、 I_{1c}) を二相出力電流瞬時値 (I_{1d} 、 I_{1q}) に変換し、前記二相出力電圧瞬時値 (V_{1d} 、 V_{1q}) と前記二相出力電流瞬時値 (I_{1d} 、 I_{1q}) とに基づいて前記誘導電動機の一次磁

2

*前記二相出力電圧瞬時値 (V_{1d} 、 V_{1q}) と前記二相出力電流瞬時値 (I_{1d} 、 I_{1q}) とに基づいて前記誘導電動機の一次磁束 (ϕ_{1d} 、 ϕ_{1q}) 及び二次磁束 (ϕ_{2d} 、 ϕ_{2q}) を求め、

前記二相出力電流瞬時値 (I_{1d} 、 I_{1q}) と前記一次磁束 (ϕ_{1d} 、 ϕ_{1q}) と前記二次磁束 (ϕ_{2d} 、 ϕ_{2q}) とに基づいて前記二次巻線抵抗を演算で決定することを特徴とする誘導電動機の二次抵抗検出方法。

【請求項2】 前記二次巻線抵抗 R_2 の演算での決定を

束 (ϕ_{1d} 、 ϕ_{1q}) 及び二次磁束 (ϕ_{2d} 、 ϕ_{2q}) を求め、前記二相出力電流瞬時値 (I_{1d} 、 I_{1q}) と前記一次磁束 (ϕ_{1d} 、 ϕ_{1q}) と前記二次磁束 (ϕ_{2d} 、 ϕ_{2q}) とに基づいて前記二次巻線抵抗を演算で決定することを特徴とする誘導電動機の二次抵抗検出方法に係わるものである。なお、抵抗値 R_2 は請求項2の式に従って求めることが望ましい。

【0006】

【発明の作用及び効果】本発明においては、三相PWMインバータの出力電圧瞬時値 (V_{1a} 、 V_{1b} 、 V_{1c}) と出力電流瞬時値 (I_{1a} 、 I_{1b} 、 I_{1c}) とによって誘導電動機の二次巻線抵抗を演算によって求めるので、温度変化によって変化する抵抗値を刻々と知ることができる。なお、二次巻線抵抗値を正確に検出することができれば、固定速度の推定を正確に行うことが可能になる。そこで、本発明の目的は、速度センサを使用しないで回転速度を推定してモータの回転速度を制御する装置における制御性を向上させることにある。

【0007】

【実施例】次に、本発明の実施例に係わるインパルストルクドライブインバータ装置による三相交流モータ (誘導電動機) の回転速度制御装置を説明する。この速度制御装置を示す図1において、三相誘導電動機から成るモータ1には、PWM制御可能な三相インバータ2が接続されている。インバータ2は、直流電源3にトランジスタから成るスイッチ素子 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 、 Q_5 、 Q_6 をブリッジ接続したものである。6個のスイッチ素子 $Q_1 \sim Q_6$ は、駆動回路4から供給される制御信号に応答してオン・オフ動作する。なお、インバータ2の上側の3つのスイッチ素子 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 と下側の3つのスイッチ素子 Q_4 、 Q_5 、 Q_6 とは、互いに逆に動作するので、一方の制御を特定すれば、インバータ全体の制御が特定される。ここでは、ROM (リードオンリーメモリ) 5から読み出される第1、第2、及び第3の信号A、B、Cによりインバータ制御状態を特定し、信号A、B、Cが高レベル即ち論理“1”の時にスイッチ素子 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 がオン、低レベル即ち論理“0”の時にスイッチ素子 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 がオフとす

る。

【0008】

【ROMアドレス説明】ROM5はインバータ2をPWM制御するためのPWMスイッチングパターン（単位ベクトルデータ）を予め書き込んだものである。このROM5は正転PWMパターンメモリM1、M5と、正転用ゼロベクトルメモリM2と、逆転PWMパターンメモリM3、M7と、逆転用ゼロベクトルメモリM4と、正転用法線ベクトルM6と、逆転用法線ベクトルM8を有する。各メモリM1～M8は例えば0～1023までの1024アドレスを各々有し、各々アップ・ダウンカウンタ6の10ビットの2進出力ライン6aの値でアドレス指定される。ただし、8つのメモリM1～M8から1つが選択され、この選択されたメモリの出力のみがインバータ2の制御のために有効に使用される。この選択を行うためにROM5はゼロベクトル選択制御端子7と、正転逆転選択制御信号入力端子8と、法線ベクトル選択制御端子42とを有する。まず、法線ベクトル選択制御信号端子42が論理“0”の時はゼロベクトルメモリを含むM1～M4が選択される。また、論理“1”の時は法線ベクトルメモリを含むM5～M8が選択される。ゼロベクトル選択制御信号入力端子7が論理“0”の時にはメモリM1とM3、またはM5とM7とのいずれか一つが選択され、論理“1”の時にはメモリM2とM4、またはM6とM8とのいずれか一つが選択される。更に、正転逆転選択制御信号入力端子8が“0”の場合にはメモリM1とM2、またはM5とM6とのいずれか一つが選択され、“1”の時にはメモリM3とM4、またはM7とM8とのいずれか一つが選択される。今、ライン6aの10ビットをA0～A9の10ビットで表わし、入力端子7の入力ビットをA10で表わし、入力端子8の入力ビットをA11で表わし、入力端子42の入力ビットをA12で表わすとすれば、A0～A9の10ビットでアドレスが指定される。また、A10、A11、A12を[A12、A11、A10]と表わせば、[000]の時に第1のメモリM1（正転PWMスイッチングパターン）が選択され、[001]の時に第2のメモリM2（正転用ゼロベクトル）が選択され、同様に[111]でM8（逆転用法線ベクトル）が選択される。

【0009】モータ1の回転速度を制御するために回転速度の情報が必要になる。従来は速度検出器によって回転速度を検出したが、本実施例では装置の低コスト化を達成するために速度検出器を設けずに速度推定手段を設けている。モータ1の角速度 ω_m はインバータ2の角周波数 ω_0 とモータ1のすべり角速度 ω_s に基づいて $\omega_m = \omega_0 - \omega_s$ で決定することができる。そこで、図1では推定角速度 ω_m を求めるために、すべり角速度演算及び磁束検出回路50とインバータ角周波数演算回路51と減算器52とローパスフィルタ53とが設けられている。この角速度推定方法の詳細は後述する。

【0010】減算器52で求められた推定モータ速度 ω_m はデジタルローパスフィルタ53を通り、ライン9aから差信号形成手段（比較手段）としての減算器10に入力し、速度指令発生手段としてのライン11のデジタル速度指令（所望回転速度）即ち基準信号と比較され、両者の差信号が減算器10から得られる。

【0011】減算器10の出力は $K \cdot (1 + 1/Tis)$ で表わされる比例積分補償回路12に入力し、この出力ライン13に補償出力 ω_{PI} が得られる。この補償出力 ω_{PI} は制御における操作量を示すものであり、これに基づいてメモリ5からのベクトルデータの読み出しが決定されると共に、インバータ角周波数 ω_0 が決定される。なお、角周波数 ω_0 の決定に必要なモータの二次抵抗R2は本発明に従う演算方法で求める。

【0012】補償出力ライン13の信号 ω_{PI} 即ち補償差信号VDは、この差信号VDの正負を判定するための第1の比較器14に入力すると共に、絶対値回路15を通過して第2の比較器16に入力する。正転・逆転（F/B）を決定するための第1の比較器14の出力端子はカウンタ6のアップ・ダウン入力端子U/Dに接続されていると共にROM5の正転逆転選択信号入力端子8に接続されている。

【0013】17は発振器（OSC）であって、20～50kHz程度のクロックパルスを発生する。この発振器17の出力端子はANDゲート18の一方の入力端子に接続され、このANDゲート18の出力端子がカウンタ6のクロック入力端子CLに接続されているので、ANDゲート18のもう一方の入力端子が高レベルの時のみ発振器17の出力がクロックパルスとしてカウンタ6に入力する。

【0014】駆動・停止を判定するための第2の比較器16の非反転入力端子には三角波発生器19が接続されている。三角波発生器19は例えば、発振器17の出力周波数よりは低い2.5kHzで三角波電圧Vc（キャリア）を発生し、このVcと差信号VDの絶対値とが比較器16で比較される。第2の比較器16の出力端子はNOT回路20を介してANDゲート18の入力端子に接続されていると共に、ROM5の零ベクトル選択制御信号入力端子7に接続されている。

【0015】すべり角速度演算及び磁束検出回路50はインバータ2の出力電圧と電流に基づいてすべり角速度 ω_s を演算し且つ磁束を検出するように構成されている。従って、インバータ2の出力電圧瞬時値を検出するための3本の出力ライン31a及びモータ1の入力電流瞬時値を検出するための電流センサ43a、43b、43cの3本の出力ライン34aがすべり角速度演算及び磁束検出回路50に接続され、このすべり角速度 ω_s の出力ライン54は減算器52に接続され、この磁束信号出力ライン55はROM5の端子42に接続されている。なお、図1ではメモリ5からのベクトルデータ（ス

5
 イッチングパターン) の読み出しを制御する回路が、アナログ的に示されているが、実際には、減算器10、比例積分補償回路12、比較器14、16、絶対値回路15、三角波発生回路19、すべり角速度演算及び磁束検出回路50、インバータ周波数演算回路51、減算器52、及びローパスフィルタ53はDSP (デジタル信号処理装置) で構成されている。また、インバータ2の出力電圧検出ライン31a及び電流検出ライン34aにはA/D変換器が接続されているが、図面を簡単にする*

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + \frac{d}{dt} L_{11} & \frac{d}{dt} M \\ \left(\frac{d}{dt} - jP\omega\omega \right) M & R_2 + \left(\frac{d}{dt} - jP\omega\omega \right) L_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad \dots (1)$$

【0019】ここで、 v_1 は一次電圧ベクトル、 R_1 は一次巻線抵抗、 i_1 は一次電流ベクトル、 R_2 は二次巻線抵抗、 i_2 は二次電流ベクトル、 L_{11} は一次巻線インダクタンス、 L_{22} は二次巻線インダクタンス、 ω は回転子回転角速度、 M は一次、二次巻線相互インダクタン

ス、 d/dt は微分演算子、 P は極対数である。

【0020】一次鎖交磁束 ϕ_1 による誘導起電力 E は次※

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \int E_{dt} = \int \left(L_{11} \frac{d}{dt} i_1 + M \frac{d}{dt} i_2 \right) dt \\ &= L_{11} i_1 + M i_2 \quad \dots (3) \end{aligned}$$

【0022】(3) 式の両辺を L_{11} で割り、この瞬時ベクトルを i_0 とすれば、次式が得られる。

$$i_0 = \phi_1 / L_{11} = i_1 + M i_2 / L_{11} \quad \dots (4)$$

これは一次鎖交磁束に対する励磁電流に相当するもので★

$$v_1 = (R_1 + dL_{11}/dt) i_1 + (dM/dt) i_2 \quad \dots (5)$$

式(3) (5) より i_2 を消去すると、次の式(6) が得られる。

$$\begin{aligned} v_1 &= (R_1 + dL_{11}/dt) i_1 + d(\phi_1 - L_{11} i_1) / dt \\ &= i_1 R_1 + (dL_{11}/dt) i_1 + d\phi_1 / dt - (dL_{11}/dt) i_1 \\ d\phi_1 / dt &= v_1 + i_1 R_1 \quad \dots (6) \end{aligned}$$

【0025】一次鎖交磁束ベクトル ϕ_1 は次の式(7)

で与えられる。

$$\phi_1 = \int (v_1 - R_1 i_1) dt + \phi_1 \quad \dots (7)$$

ここで、 $\phi_0 = \phi_1 |_{t=0}$ であり、 ϕ_1 の初期値である。

【0027】 d 、 q 軸直交座標で表わすと次式になる。

【0028】

$$\begin{aligned} \phi_{1d} &= \int (V_{1d} - R_1 i_{1d}) dt \\ \phi_{1q} &= \int (V_{1q} - R_1 i_{1q}) dt \quad \dots (8) \end{aligned}$$

6
 *ために図1では省略されている。

【0016】図2は図1のすべり角速度演算及び磁束検出回路50を詳しく示す。この回路50の各部を説明する前に一次鎖交磁束の検出方法の原理を説明する。

【0017】誘導電動機の特性方程式は次の(1)式で表わすことができる。

【0018】

【数1】

※の(2)式で与えられる。

$$E = L_{11} di/dt + M di/dt \quad \dots (2)$$

従って、一次鎖交磁束ベクトル ϕ_1 は次の(3)式となる。

【0021】

【数2】

★ある。

30 【0023】式(1) から v_1 を次の式(5) で示すことができる。

☆【0024】

◆【0026】

40 【数3】

【数4】

【0029】 7 よって求める一次鎖交磁束は次式で示される。

$$\phi_l = \sqrt{\phi_{ld}^2 + \phi_{lq}^2} \quad \dots\dots\dots (8b)$$

【0031】 一次電圧 V_{1a} 、 V_{1b} 、 V_{1c} 、一次電流 I_{1a} 、 I_{1b} 、 I_{1c} の3相/2相変換式は次の式 (9) (10) で与えられる。

一次電圧 3相/2相変換式

$$\begin{bmatrix} V_{ld} \\ V_{lq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1a} \\ V_{1b} \\ V_{1c} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (9)$$

一次電流 3相/2相変換式

$$\begin{bmatrix} I_{ld} \\ I_{lq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1a} \\ I_{1b} \\ I_{1c} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (10)$$

【0033】 一次電圧、一次電流から一次鎖交磁束を求める過程を示す式 (8)、(8b)、(9)、(10) をブロック図で示すと図2及び図3になる。図2においてインバータ2の出力ライン31aは演算増幅器から成る三相二相変換回路31に接続されている。この三相に相変換回路31では、式 (9) に従ってインバータ2の出力電圧 V_{1a} 、 V_{1b} 、 V_{1c} を d-q 座標軸で示される二相出力電圧 V_{ld} 、 V_{lq} に変換する。インバータ2の電流検出ライン34aは演算増幅器から成る三相二相変換回路34に接続されている。この変換回路34は式 (10) に従ってインバータ出力電流 I_{1a} 、 I_{1b} 、 I_{1c} を d-q 座標軸で示される二相の電流 I_{ld} 、 I_{lq} に変換する。

【0034】 ϕ_{ld} 、 ϕ_{lq} 演算回路60は、電圧及び電流三相二相変換回路31、34にそれぞれ接続され、

$$\begin{aligned} \phi_{2d} &= (L_{22}/M) \phi_{1d} - \{ (L_{11}L_{22} - M^2) / M \} I_{ld} \\ \phi_{2q} &= (L_{22}/M) \phi_{1q} - \{ (L_{11}L_{22} - M^2) / M \} I_{lq} \quad \dots (12) \end{aligned}$$

【0036】 図2のトルクT演算回路80は ϕ_{ld} 、 ϕ_{lq} 演算回路60と電流の三相二相変換回路34とに接続され、詳細には図4に示すように2つの乗算器81、82と、1つの減算器83とから成り、次の式 (13) の演算を実行する。

$$T = \phi_{ld} I_{lq} - \phi_{lq} I_{ld} \quad \dots (13)$$

* 【0030】
【数5】

※ 【0032】
【数6】

★ V_{ld} 、 V_{lq} 、 I_{ld} 、 I_{lq} に基づいて式 (8) の演算を実行して直交座標で表わされた一次磁束 ϕ_{1d} 、 ϕ_{1q} を出力する。この演算回路60は、図3に示すように I_{ld} 、 I_{lq} に R_1 をかけるための2つのかけ算器61、62と、 V_{ld} 、 V_{lq} と $I_{ld}R_1$ 、 $I_{lq}R_1$ との減算を行う2つの減算器63、64と、これ等の出力を積分するための2つの積分器65、66で示すことができる。

【0035】 図2に示すように ϕ_{2d} 、 ϕ_{2q} 演算回路70は ϕ_{1d} 、 ϕ_{1q} 演算回路60と電流の三相二相変換回路34に接続されており、モータ1の二次磁束 ϕ_{2d} 、 ϕ_{2q} を演算する。この ϕ_{2d} 、 ϕ_{2q} 演算回路70の詳細は図3に示すように2つの L_{22}/M 乗算器71、72と、2つの $(L_{11}L_{22} - M^2)/M$ 乗算器73、74と、2つの減算器75、76とから成り、次の式 (12) の演算を実行する。

【0037】 図2のすべり角速度 ω_s の演算回路90は二次磁束 ϕ_{2d} 、 ϕ_{2q} 演算回路70とトルクT演算回路80に接続されており、詳細には図4に示すように R_2 乗算器91と、 ϕ_{2d} 演算回路92と、除算器93とから成り、次の式 (14) の演算を実行する。

$$\omega_s = R_2 T / |\phi_2| \quad \dots (14)$$

9

なお、 R_2 はモータ1の二次抵抗である。また、 ϕ_2 演算回路92は $\phi_2 = (\phi_{2d}^2 + \phi_{2q}^2)^{1/2}$ の演算を実行する。

【0038】式14における二次抵抗 R_2 は固定の値を*

$$R_2 = \{-M\phi_{2d}p\phi_{2d} - M\phi_{2q}p\phi_{2q}\} / \{(\phi_{1d} - L_{11}I_{1d})\phi_{2d} + (\phi_{1q} - L_{11}I_{1q})\phi_{2q}\} \dots (15)$$

【0039】 R_2 が式(15)で示すことができることを次に説明する。誘導電動機のd-q座標に従う特性方程式は次の式(16)で示すことができる。

*使用しないで、図2及び図4に示す R_2 演算回路100によって求める。この R_2 演算回路100は、次式を演算する。

※【0040】

【数7】

$$\begin{bmatrix} V_{1d} \\ V_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_1 + pL_{11}) & 0 & pM & 0 \\ 0 & (R_1 + pL_{11}) & 0 & pM \\ pM & \omega_m M & (R_2 + pL_{22}) & \omega_m L_{22} \\ -\omega_m M & pM & -\omega_m L_{22} & (R_2 + pL_{22}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1d} \\ I_{1q} \\ I_{2d} \\ I_{2q} \end{bmatrix}$$

..... (16)

【0041】なお、式(16)における R_1 、 R_2 は一次及び二次抵抗、 L_{11} 、 L_{22} は一次及び二次自己インダクタンス、 M は相互インダクタンス、 p は d/dt を示す微分演算子である。式(16)で直接に検出することが不可能な値は二次電流 I_{2d} 、 I_{2q} 及び角速度 ω_m である。二次電流 I_{2d} 、 I_{2q} は式(16)の第1行及び第2行より求められるため、これを第3行及び第4行に代入し、この2つの式を連立して ω_m を消去し、二次抵抗 R_2 を式(15)に示すように求める。

【0042】式(15)を演算するための R_2 演算回路100は、図2及び図4に示すように変換回路34と ϕ_{1d} 、 ϕ_{1q} 演算回路60と ϕ_{2d} 、 ϕ_{2q} 演算回路70とに接続され、演算結果を ω_m 演算回路90に送る。詳細には2つの $-M$ 乗算器101、102と、2つの微分回路103、104と、2つの L_{11} 乗算器105、106と、4つの乗算器107、108、109、110と、4つの減算器111、112、113、114と、1つの割算器115とから成る。この R_2 演算回路100の入力は刻々と変化する一次磁束 ϕ_{1d} 、 ϕ_{1q} 、二次磁束 ϕ_{2d} 、 ϕ_{2q} 及び一次電流 I_{1d} 、 I_{1q} の瞬時値であるので、その時点における二次抵抗 R_2 を出力する。モータを正弦波電圧で駆動することを考えると、定常状態では式(15)の分子、分母は共に零になり、この式を用いることは不可能になる。しかし、ここではPWMインバータによりモータを駆動しているので、モータは高周波リップルを重畳した波形で駆動され、重畳された高周波リップルの効果により定常状態がなくなり、分子、分母が零とはならず、式(15)で二次抵抗 R_2 を求めることが可能になる。

【0043】図10(A)は二次抵抗 R_2 の実際の変化を示し、図10(B)は図4の R_2 演算回路100によ

って二次抵抗 R_2 を求めた値(推定値)を示し、図10(C)は二次抵抗 R_2 を固定の値として速度制御した場合の速度変化を示し、図10(D)は R_2 演算回路100で求めた二次抵抗 R_2 を使用して回転速度を推定して速度制御した場合の速度変化を示す。この結果から明らかに二次抵抗 R_2 を正確に検出(推定)して速度制御を良好に行うことが可能になる。

【0044】図2の ϕ_1 演算回路39は、 ϕ_{1d} 、 ϕ_{1q} 演算回路60に接続され、式(8b)の演算を実行し、一次磁束 ϕ_1 の絶対値を出力する。 $\Delta|\phi_1|$ のヒステリシス比較幅を有するヒステリシス比較器40、41にて一次鎖交磁束の検出値 $|\phi_1|$ と一次鎖交磁束指令値 $|\phi_{1a}|$ が比較される。そして、 $|\phi_1|$ が $|\phi_{1a}| + \Delta|\phi_1|$ を越えて更に増加した時比較器41は論理“0”を出力しROM5においてゼロベクトルを含むブロックM1~M4を選択する。また、 $|\phi_1|$ が $|\phi_{1a}| - \Delta|\phi_1|$ を越えて更に減少した場合論理“1”を出力しROM5において法線ベクトルを含むブロックM5~M8を選択する。これにより、一次磁束 ϕ_1 の大きさが一定に制御される。

【0045】推定角速度 ω_m を求めるために必要なインバータ角周波数 ω_0 は図1の ω_0 演算回路51で次の式(17)に従って求める。

$$\omega_0 = K \cdot \omega_{PI} \dots (17)$$

ここで、 K はインバータ2が出力することが可能な最大出力周波数 f_{m1} を比例積分補償回路12の出力信号 ω_{PI} のとり得る最大値 f_{m2} で割った値(f_{m1}/f_{m2})である。式(15)によるインバータの角周波数 ω_0 の演算は微分を用いない簡単な演算であるので、微分による演算誤差を抑えることができる。また、比例積分回路12の出力 ω_{PI} は、インバータ周波数(モータ電源周波数)

11

の基本成分でリップルが存在せず、ローパスフィルタ演算を用いることなく時間遅れなしで周波数が得られる。このように微分演算やローパスフィルタ演算を使用しないと速度制御のための演算時間を短縮することができ、サンプリング周期を短くして制御性を向上させることができる。

【0046】電圧ベクトルとゼロベクトルに基づくインバータの制御はインパルス幅トルクドライブを説明する。

【ROMの内容】ROM5に原理的に示す如くデータが書き込まれている。即ちROMは0～1023のアドレスを有するが、図5は説明を簡単にするために0～511のアドレスの場合のベクトルの配置を示す。正転PWMパターンメモリM1、M5のアドレス0～3には例えば電圧ベクトルV6、V2、V6、V2のデータが順に書き込まれ、正転用ゼロベクトルメモリM2のアドレス0～3には零ベクトルV7、V0、V7、V0のデータ *

V6、V6、V6、V6、V2、V2、V2、V2、V2、
V6、V6、V6、V6、V2、V2、V2、V2、V2、
V6、V6、V6、V6、V2、V2、V2、V2、V2、
V2、V2、V2、V2、V2、V2、V2、V2、V2、
V2、V2、V2、V2、V2、V2、V2、V2、V2、
V2、V2、V2、V2、V2、V2、V2、V2、V2、
V2、V3、V3、V3、V3、V2、V2、V2、V2、V2、
V2、V3、V3、V3、V3、V2、V2、V2、V2、V2、
V2、V3、V3、V3、V3、

になる。

【0047】図6は6個の電圧ベクトルV1～V6と、2つの零ベクトルV0、V7とを示す。インバータ2のスイッチ素子Q1、Q2、Q3のとりうるスイッチング状態は、(000)、(001)、(010)、(011)、(100)、(101)、(110)、(111)の8つであるので、これをV0、V1、V2、V3、V4、V5、V6、V7で表わすことにする。本実施例の装置では、電圧ベクトルV0～V7がROM5に書き込まれ、これが制御データ(A、B、C)として出力される。8つのベクトルV0～V7を組み合わせると、正弦波出力電圧及び回転磁界ベクトルを得ることができる。

【0048】

【ベクトル選択】図7は回転磁界ベクトル ϕ_1 を得るための電圧ベクトルの選択を示すものである。回転磁界ベクトル ϕ_1 の先端(終点)の軌跡を円に近づけるためには、330度～30度区間で第6及び第2のベクトルV6、V2、30度～90度区間で第2及び第3のベクトルV2、V3、90度～150度区間で第3及び第1のベクトルV3、V1、150度～210度区間で第1及び第5のベクトルV1、V5、210度～270度区間で第5及び第4のベクトルV5、V4、270度～330度区間で第4及び第6のベクトルV4、V6を選択す

12

*が順に書き込まれ、逆転PWMパターンメモリM3、M7のアドレス0～3には電圧ベクトルV1、V5、V1、V5のデータが順に書き込まれ、逆転用ゼロベクトルメモリM4には零ベクトルV0、V7、V0、V7のデータが順に書き込まれ、正転用法線ベクトルメモリM6のアドレス0～3には正転用PWMパターンメモリM1のアドレス0～3のベクトルに対応する法線ベクトルV4が書き込まれ、逆転用法線ベクトルメモリM8のアドレス0～3には逆転用PWMパターンメモリM3のアドレス0～3のベクトルに対応する法線ベクトルV4が書き込まれている。残りのアドレス4～511にもアドレス0～3と同一の原理でベクトルデータが書き込まれている。図5の各アドレスのベクトルデータは原理を示すものであるため、実際のデータとは異なる。今、正転PWMパターンメモリM1のアドレス0～84(0度～60度区間に対応)の実際の電圧ベクトルデータを示すと、

る。原理的に示す図7の330度～30度区間では有意ベクトルとしてV6とV2とが選択され、ベクトル回転を止める時に零ベクトルV7が選択されている。また、法線ベクトルとは磁束の円軌跡の中心から半径方向に向かうベクトルのことであり、図7の330度～30度区間ではV4、30度～90度区間ではV6が選択される。モータ1を正転させる時には図7でUPで示す方向に回転磁界ベクトル ϕ_1 が回転され、逆転又は制動する時には、DOWNで示す方向に回転される。

【0049】

【動作】次に、図8及び図9を参照して図1の回路の制動動作を説明する。ライン9aに得られる推定速度信号とライン11の基準信号(目標信号)との比較に基づいて差信号VDが得られると、この信号の正負が第1の比較器14で判定され、今、正信号であるとすれば、図8の(C)のt4以前に示す如く比較出力が低レベル“0”となり、これがカウンタ6に入力する。このため、カウンタ6はこの期間にはアップ動作する。第2の比較器16においては、差信号VDの絶対値と三角波電圧VCとが図8の(A)に示す如く比較され、図8の(B)の出力が発生する。即ち、三角波電圧VCが差信号VDの絶対値よりも高い時(t1～t2)に高レベル出力“1”を発生し、逆の時(t2～t3)には低レベル出力“0”を発生する。t1～t2のように第2の比

13

較器16の出力ビットA10が高レベル“1”であり、第1の比較器14の出力ビットA11が低レベル“0”であり、更に、図8の(C)に示すように図3のヒステリシス比較器40、41の出力が低レベル(L)であるt10以前の時には、ROM5においては[A12 A11 A10] = [001]にตอบสนองして正転用ゼロベクトルメモリM2が選択され、t2~t3のように[A12 A11 A10] = [000]の時には正転PWMパターンM1が選択される。また、第2の比較器16の出力が高レベル

(H)の期間(t1~t2)では、NOT回路20の出力が低レベルになり、ANDゲート18を発振器17のクロックパルスが通過することが阻止され、カウンタ6がインクリメントされないため、同一アドレスを指定し続ける。一方、第2の比較器16の出力が低レベルの期間(t2~t3)ではNOT回路20の出力が高レベルになるため、発振器17の出力クロックパルスはANDゲート18を通過してカウンタ6の入力パルスとなる。これにより、カウンタ6の10ビットA0~A9の値がアップ動作で増大し、メモリM1のアドレスが順次に指定される。しかし、t3時点で第2の比較器16の出力が高レベルになると、カウンタ6のクロック入力が禁止され、カウンタ6はこの時点のアドレス指定を保持する。例えば、図5に示す如くアドレス2でメモリM1のベクトルV6が読み出されている時に、メモリM2が選択されると、同一のアドレス2における正転用零ベクトルV7(111)が選択される。零ベクトルV7は第2の比較器16の出力が高レベルの間発生し続け、比較出力が低レベルに戻って再びカウンタ6のクロックパルスが入力し、カウンタ6の出力が1段インクリメントされると、正転PWMパターンメモリM1のアドレス3の電圧ベクトルV2(010)が選択される。零ベクトルはV0(000)とV7(111)との2種類から成るが、スイッチ素子Q1~Q6の切り換えが少なくすむ方のベクトルが選択される。カウンタ6が10進数の0~1023に対応する2進数を発生し終ると、正転PWMパターンの0~360度の全電圧ベクトルデータが読み出され、インバータ2から三相の近似正弦波電圧が発生し、且つモータ1に円軌跡に近い回転磁界ベクトルが生じる。

【0050】このような制御において、目標回転速度と推定速度との差が小さくなると、第2の比較器16の出力が高レベルになる期間が相対的に長くなり、零ベクトルが選択される期間が長くなる。

【0051】また、t20~t4のようにライン11の基準信号のレベルを下げて低速回転指令状態にすれば、差信号VDの絶対値のレベルも低下し、インバータ2の出力周波数fが低下すると共に出力電圧Vも低下し、モータ1が低速駆動状態になる。

【0052】図8のt4において逆転指令に切り換り、差信号VDが負になると、第1の比較器14の出力が高

14

レベルになり、逆転制御になる。なお、上記PWM制御において、電圧ベクトルの切り換えが行われる時には、一対のスイッチ素子Q1、Q4、又はQ2、Q5、又はQ3、Q6間がストレージ等で短絡され、これらが破壊するおそれがあるので、これを防止するために、ベクトル相互間に無制御期間を設けることが望ましい。

【0053】図8のt10~t20は図3のヒステリシス比較器40、41の出力が高レベルになる期間である。つまり、t10において図3のライン11の速度基準信号が急激に増加した場合、差信号VDは図8の(A)のように急激に増加し、従って正転ベクトルを出力する期間が急激に増加しモータの回転速度を急激に増加しようと動作する。その結果、所望の加速度を得るためにモータの一次電流は急激に増加する。しかし、モータの一次巻線抵抗による電圧降下も増加しモータの一次鎖交磁束 $|\phi_1|$ は逆に図8の(C)のt10以後のように低下する。

$|\phi_1| - \Delta |\phi_1|$ 以下に低下するとヒステリシス比較器が動作し、高レベルを出力する。この時は、ROM5においては端子42が高レベルとなるため法線ベクトルを含むブロックM5~M8が選択される。従って、t10~t20の期間で且つ第2の比較器が高レベルの期間t11~t12では正転用ゼロベクトルメモリM2の代りに正転用法線ベクトルメモリM6が選択される。図9は30度~90度区間におけるこの様子を示したものである。また、同様に第2の比較器が低レベルの期間t12~t13はM5が選択される。このようにゼロベクトルの代りに法線ベクトルを出力することによりモータの一次鎖交磁束の大きさが増加されモータの一次鎖交磁束 $|\phi_1|$ を $|\phi_1| - \Delta |\phi_1|$ 以上にすることが可能になる。この結果モータは所望の加速度が得られ応答良く速度基準信号の増加に追従し、所望の回転速度に達することが可能になる。次に、例えばライン11の速度基準信号のレベルが低下し、一次電流が減少すると一次巻線抵抗による電圧降下も減少し一次鎖交磁束は結果として増加する。t20において一次鎖交磁束が $|\phi_1| + \Delta |\phi_1|$ を越えるとヒステリシス比較器の出力は低レベルになり、従ってROM5においては端子42が低レベルになるためゼロベクトルを含むブロックM1からM4が選択され一次鎖交磁束は減少し $|\phi_1| + \Delta |\phi_1|$ 以下になる。以上により、モータの一次鎖交磁束 $|\phi_1|$ は $|\phi_1| \pm \Delta |\phi_1|$ の範囲内に制御されることになる。回転方向が逆転するとt4以後も同様な動作が行われる。

【0054】

【変形例】本発明は上述の実施例に限定されるものでなく、例えば次の変形が可能なものである。

(1) 比例積分補償回路12を比例回路又は積分回路としてもよい。

(2) 第1のベクトルデータとして電圧ベクトルデータのみを使用しないで、電圧ベクトルデータと零ベクト

ルデータとの組み合わせを使用して波形を改善してもよい。即ちメモリM1、M3の電圧ベクトルの配列の中に零ベクトルを配置してもよい。

(3) DSPを使用しないで、図1～図4の各回路を個別回路にすること又はアナログ回路にすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】実施例のモータ速度制御回路を示すブロック図である。

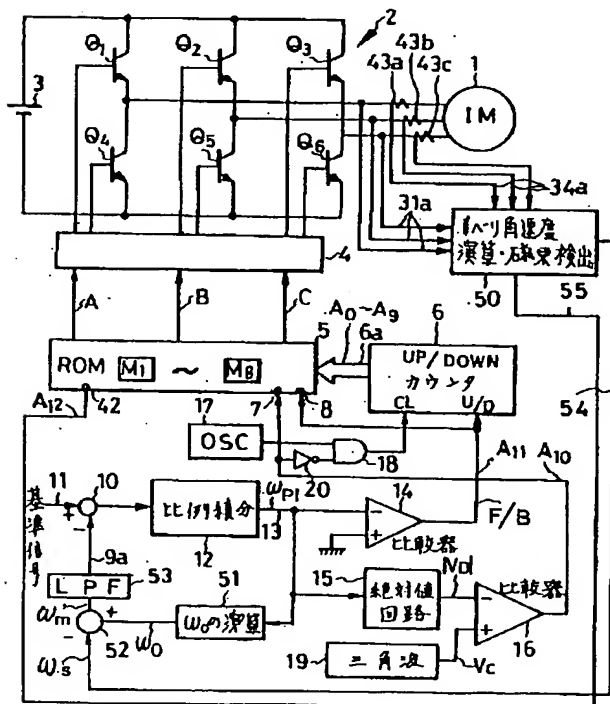
【図2】図1のすべり角速度演算及び磁束検出回路を示すブロック図である。

【図3】図2の一次磁束演算回路及び二次磁束演算回路を詳しく示すブロック図である。

【図4】図2のトルクT演算回路及び ω_s 演算回路を詳しく示すブロック図である。

【図5】図1のROMの内容の一部を原的に示す図で

【図1】



ある。

【図6】電圧ベクトルを示す図である。

【図7】回転磁界ベクトルを示す図である。

【図8】図1の各部の状態を示す図である。

【図9】磁束変化とベクトルとの関係を示す図である。

【図10】図10は実施例の効果を説明するためのものであって、(A)は実際の二次抵抗を示し、(B)は本実施例で推定した二次抵抗を示し、(C)は二次抵抗に固定値をしようした場合の速度変化を示し、(D)は二次抵抗の本実施例の値を使用した場合の速度変化を示す。

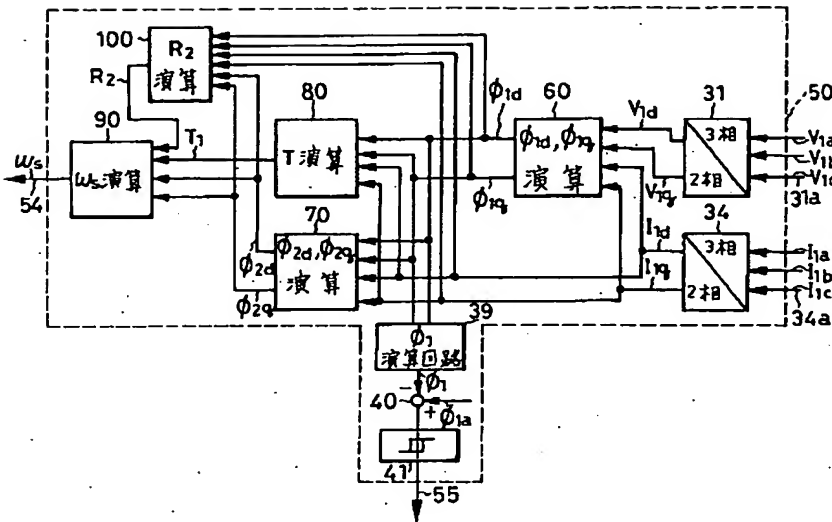
【符号の説明】

- 1 モータ
- 2 インバータ
- 5 ROM
- 51 インバータ角周波数演算回路

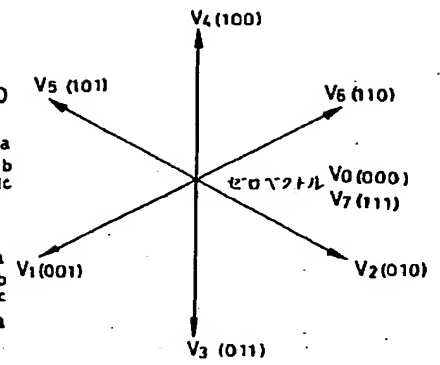
【図5】

(A ₁₂ A ₁₁ A ₁₀)	アドレス	0	1	2	3	
(000)	正転 PWM パターン	V ₆ (110)	V ₂ (010)	V ₆ (110)	V ₂ (010)	M ₁
(001)	正転用零ベクトル	V ₇ (111)	V ₀ (000)	V ₇ (111)	V ₀ (000)	M ₂
(010)	逆転 PWM パターン	V ₁ (001)	V ₅ (101)	V ₁ (001)	V ₅ (101)	M ₃
(011)	逆転用零ベクトル	V ₀ (000)	V ₇ (111)	V ₀ (000)	V ₇ (111)	M ₄
(100)	正転 PWM パターン	V ₆ (110)	V ₂ (010)	V ₆ (110)	V ₂ (010)	M ₅
(101)	正転用零ベクトル	V ₆ (110)	V ₆ (110)	V ₆ (110)	V ₆ (110)	M ₆
(110)	逆転 PWM パターン	V ₁ (001)	V ₅ (101)	V ₁ (001)	V ₅ (101)	M ₇
(111)	逆転用零ベクトル	V ₆ (110)	V ₆ (110)	V ₆ (110)	V ₆ (110)	M ₈

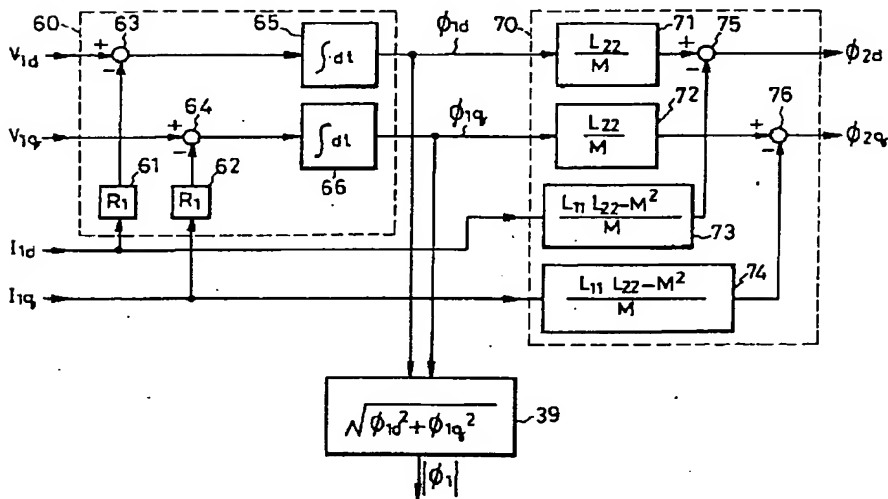
【図2】



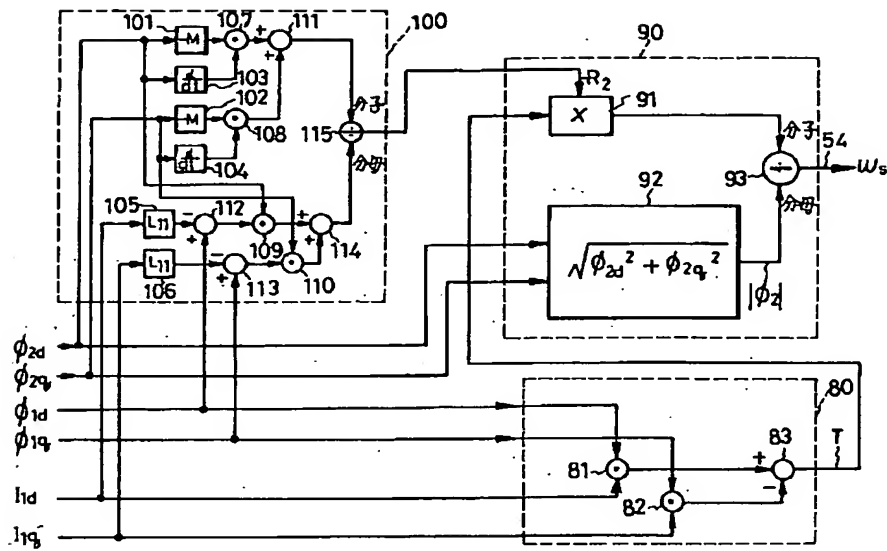
【図6】



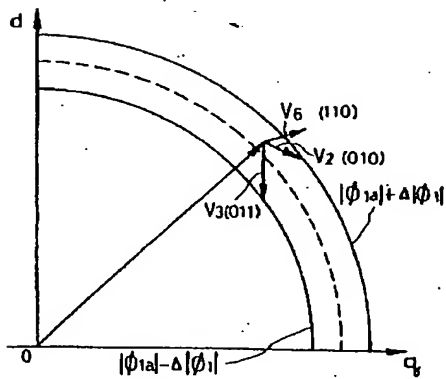
【図3】



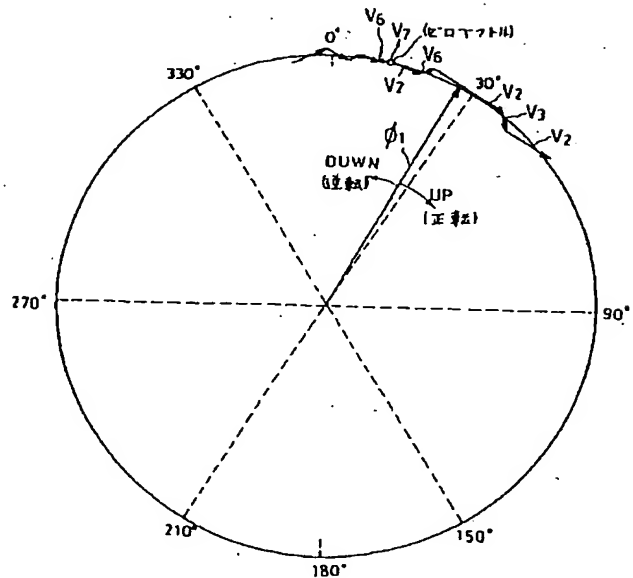
【図4】



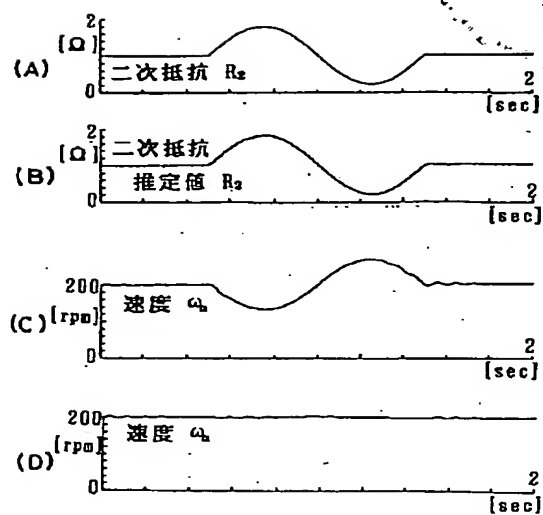
【図9】



【図7】



【図 10】



【発明の名称】 誘導電動機の二次抵抗検出装置